

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2002-135348  
(P2002-135348A)

(43) 公開日 平成14年5月10日 (2002.5.10)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	キーワード(参考)
H 0 4 L 27/34		H 0 4 L 27/00	E 5 K 0 0 4

審査請求 未請求 請求項の数11 O L 外国語出願 (全 41 頁)

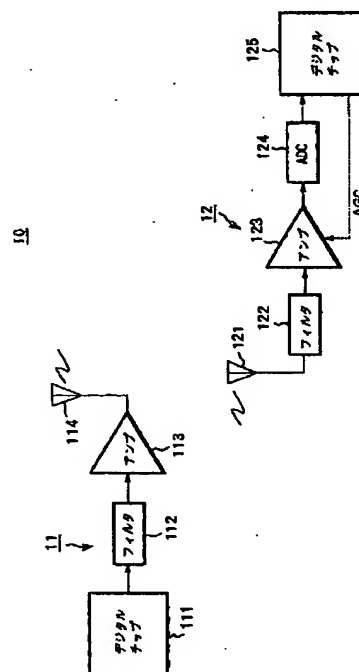
(21) 出願番号	特願2000-363844(P2000-363844)	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号
(22) 出願日	平成12年10月24日(2000. 10. 24)	(72) 発明者	ポール グレン フリッケマ 東京都品川区東五反田3丁目14番13号 株式会社ソニーコンピュータサイエンス研究所内
		(72) 発明者	河野 隆二 東京都品川区東五反田3丁目14番13号 株式会社ソニーコンピュータサイエンス研究所内
		(74) 代理人	100094053 弁理士 佐藤 隆久 Fターム(参考) 5K004 AA01 AA08 BA02 JE04

(54) 【発明の名称】 送信機、受信機、無線通信システム、および送信シンボル生成方法

(57) 【要約】

【課題】互いのシンボルを区別するように、小さいパルス振幅のアルファベットを用いることにより送信するシンボルを符号化が可能で、無線通信システムのコストを削減できる送信機、および送信シンボルの生成方法を提供する。

【解決手段】所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された空間的に密接なパルス列を用いることによって送信する信号を生成する回路を設ける。



!(2) 002-135348 (P2002-13JL8)

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線通信システム用送信機であって、所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信シンボルを生成する回路を有する送信機。

【請求項2】 上記アルファベットパルスは、抑制された振幅ベクトルを量子化することによって制約されている請求項1記載の送信機。

【請求項3】 上記所定のアルファベットは2値あるいはそれ以上である請求項1記載の送信機。

【請求項4】 無線通信システム用受信機であって、所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信された信号を受信する回路を有する受信機。

【請求項5】 所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信シンボルを生成し、出力する送信機と、上記送信機から送信されたシンボルを受信する受信機とを有する無線通信システム。

【請求項6】 上記アルファベットパルスは、抑制された振幅ベクトルを量子化することによって制約されている請求項5記載の無線通信システム。

【請求項7】 上記所定のアルファベットは2値あるいはそれ以上である請求項5記載の無線通信システム。

【請求項8】 上記所定のアルファベットは2値あるいはそれ以上である請求項6記載の無線通信システム。

【請求項9】 送信シンボルを生成する方法であって、伝達関数 $h$ を得るためにチャネルを探索し、上記 $h$ および要求されるシンボル長 $n$ からコンボリューションマトリクス $H$ を生成し、 $H$ の $n$ ライト $n$ -ベクトル( $n$  right singular  $n$ -Vector)  $v_i$ を見出し、

上記 $v_i$ を抑制された振幅ベクトル $v^-$ にスケーリングし、

上記 $v^-$ を制約されたアルファベットパルス $q_i$ に量子化する各工程を有する送信シンボル生成方法。

【請求項10】  $n$ の可能性のある受信パルス $r_i$ を計算し、 $k \leq n$ シンボルの最良のセットを選択する工程をさらに有する請求項9記載の送信シンボル生成方法。

【請求項11】 上記 $k \leq n$ シンボルの最良のセットを選択する工程では、セットにおいていずれのシンボル対間で最小距離が最大となるセットを選択する請求項10記載の送信シンボル生成方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高速無線通信のためのダイレクトRF変調を利用できる制約的アルファベットパルス列信号(CRTS)技術を用いたシンボルを送信する送信機、送信されたシンボルを受信する受信

機、送信機および/または受信機を含む無線通信システム、および送信シンボル生成方法に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】インパルスラジオあるいは超広帯域通信システムとして知られている従来のアプローチは、タイミングを併せて符号化された情報を伴う広帯域固定振幅パルスを採用している。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】無線媒体におけるそのようなパルスのスミア、あるいは分散のために、パルス間の期間が大きい必要があり、そのようなシステムの達成すべきデータレートが制限される。

【0004】その結果、高速無線通信システムのコスト、特に送信機のコストが増大する。

【0005】本発明の第1の目的は、互いのシンボルを区別するように、小さいパルス振幅のアルファベットを用いることにより送信するシンボルを符号化が可能で、無線通信システムのコストを削減できる送信機、および送信シンボルの生成方法を提供することにある。

【0006】本発明の第2の目的は、互いのシンボルを区別するように、小さいパルス振幅のアルファベットを用いることにより符号化されて送信されたシンボルを受信する受信機を提供することにある。

【0007】本発明の第3の目的は、システムのコストを低減できる無線通信システムを提供することにある。

【0008】本発明の第1の観点によれば、無線通信システム用送信機であって、所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信シンボルを生成する回路を有する送信機が提供される。

【0009】好適には、上記アルファベットパルスは、抑制された振幅ベクトルを量子化することによって制約されている。

【0010】また、上記所定のアルファベットは2値あるいはそれ以上である。

【0011】本発明の第2の観点によれば、無線通信システム用受信機であって、所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信された信号を受信する回路を有する受信機が提供される。

【0012】本発明の第3の観点によれば、所定のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信シンボルを生成し、出力する送信機と、上記送信機から送信されたシンボルを受信する受信機とを有する無線通信システムが提供される。

【0013】本発明の第4の観点によれば、送信シンボルを生成する方法であって、伝達関数 $h$ を得るためにチャネルを探索し、上記 $h$ および要求されるシンボル長 $n$ からコンボリューションマトリクス $H$ を生成し、 $H$ の $n$ ラ

(3) 002-135348 (P2002-13JL8)

イト  $n$ -ベクトル ( $n$  right singular  $n$ -Vector)  $v_i$  を見出し、上記  $v_i$  を抑制された振幅ベクトル  $v$  にスケールし、上記  $v$  を制約されたアルファベットパルス  $q_i$  に量子化する各工程を有する送信シンボル生成方法が提供される。

【0014】また、上記方法は、 $n$  の可能性のある受信パルス  $r_i$  を計算し、 $k \leq n$  シンボルの最良のセットを選択する工程をさらに有する。

【0015】好適には、上記  $k \leq n$  シンボルの最良のセットを選択する工程では、セットにおいていずれのシンボル対間で最小距離が最大となるセットを選択する。

【0016】本発明によれば、送信されたシンボルは、小さい (2 または 3 値) パルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって生成されている。小さいアルファベットは、低コストの無線ハードウェア技術を用いて実施することを許容し、符号化技術は、無線媒体において起こる分散の後でさえ、互いのシンボルを区別することを許容する。符号化技術は、サーチに先立って、無線媒体、あるいはチャネルの正確な数学的記述を量子化することによりシンボル用サーチが集中 (フォーカス) されるチャネルに適合する。

【0017】サーチの結果は、受信 (ユークリッド) 信号空間における大きな最小距離で、高性能なシンボルセットを提供する。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、図面に関連付けて、本発明の好適な実施形態を説明する。

【0019】図 1 は、本発明の一実施形態に係る無線通信システムのシステム構成を示す図である。

【0020】本実施形態の無線通信システムは、制約的アルファベットパルス列シグナリング (CPTS) 技術を用いている。

【0021】デジタル CMOS (相補的金属-酸化膜半導体) 技術を用いる無線通信は、非常に興味をそそる。特に、広帯域信号を用いる CMOS におけるダイレクト RF 変調および検波は、計算および情報デバイスと無線通信とのユビキタスインテグレーションを許容する。

【0022】CPTS は、高速無線通信のためにダイレクト RF 変調を利用できる技術である。この構成において、パルス列 (パルスのブロック) は、送信するシンボルを生成するために 2 あるいは 3 元ベクトルを用いて変調される。この信号は、受信機で、大きなユークリッド距離を持つように設計される。

【0023】この方法の特質は以下の通りである。

- ・ 小さいパルス振幅のアルファベットの使用によりピーク制限チャネルを利用する、
- ・ チャネルの周波数選択性は、ダイバーシチのための設計にお居て取り込まれる、
- ・ 最善のベクトルのサーチは、チャネルの原理的な成分

解析に基づく、

- ・ ベクトルを規定する際に使用される量子化処理は、チャネルダイナミックおよび/または推定 (estimation) エラーにロバストネスを与える、
- ・ 信号のスペクトルは、たとえばマルチ周波数帯を使用するためにタイムドメインフィルタリングをチャネルに組み入れることにより形成される、
- ・ 最適な受信機が明確にできる。

【0024】以下、図 1 の CPTS を採用する無線通信システムの具体的な構成および機能を説明する。

【0025】無線通信システム 10 は、図 1 に示すように、送信機 11 および受信機 12 を有する。

【0026】送信機 11 は、デジタル処理回路 (デジタルチップ) 111、フィルタ 112、アンプ (増幅器) 113、および送信アンテナ 114 を有している。

【0027】デジタル処理回路 111 は、互いのシンボルを区別するように、小さい (2 または 3 値) のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信する信号を生成する。

【0028】なお、小さいアルファベットは、低コストの無線ハードウェア技術を用いて実施することを許容し、符号化技術は、無線媒体において起こる分散の後でさえ、互いのシンボルを区別することを許容する。

【0029】すなわち、送信機 11 において、CPTS 合成は、高速デジタルロジック 111 (おそらくオンボードメインプロセッサ) により実行される。生成されたパルスは、必要ならばフィルタ 112 においてフィルタリングされ、アンテナ 114 に送出する前にアンプ 114 で増幅される。

【0030】なお、このアプローチは、他のダイレクト RF アプローチと異なる。たとえば、開発中 (Aether Wire and Location [www.awtherwire.com](http://www.awtherwire.com)) の一つのアプローチはフィルタあるいはアンプを持たないデジタル CMOS チップからカレントモードアンテナを直接的に駆動する。しかしながら、さらに伝統的なアプローチは、今日さらに容易に製造され、送信電力の簡単な制御を許容する (干渉低減およびバッテリー寿命の維持に役立つ)。近い将来においては、SiGe のような新しいプロセスが、単一の基板上において送信機全体を完全に集積化を許容するようになるであろう。

【0031】受信機 12、受信アンテナ 121、自動利得制御 (AGC) 信号により利得が制御されるアンプ 1234、アナログ-デジタルコンバータ (ADC) 124、およびデジタル処理回路 (デジタルチップ) 125 を有している。

【0032】受信アンテナ 121 は所定のチャネルを介して送信機 11 から送信されたシンボルを受信し、フィルタ 122 を通してアンプ 123 に送出する。

【0033】アンプ 123 は、制御された利得に基づい

(4) 002-135348 (P2002-13JL8)

て受信信号を増幅し、その結果をADC 124に出力する。

【0034】ADC 124は、アンプ123からのアナログ信号をデジタル信号に変換し、デジタル処理回路125に出力する。

【0035】デジタル処理回路125は、互いのシンボルを区別するように、小さいパルス振幅のアルファベットを用いて符号化されて送信されたシンボルを有する受信信号を復調する。

【0036】CPTSの概念においては、受信信号は、実値(real-Valued) 信号として処理される。量子化は勿論受け入れ可能で、この概念は、細かく量子化された受

$$s(t) = \sum_{i=1}^n q_i[j]p(t - jT_c)$$

【0041】ここで、 $q_i = (q_{i1}, q_{i2}, \dots, q_{in})$  は、選択されたkシンボルの一つであり、 $1/T_c$  はパルスレートである。チャネルは、次のフォーマ

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - lT_c)$$

【0043】受信信号は、次のように見いだされる。

【0044】

$$y(t) = h(t) * s(t) \quad \text{or} \quad y = Hs$$

【0045】ここで、Hはチャネルの $m \times n$ コンボリューションマトリクス表示であり、 $m = n + L - 1$ である。

【0046】本実施形態において、目的は、チャネルのための良好なパルス列シンボルを見いだすことである。本実施形態の革新は、図1に示すように、ダイレクトRF送信機を持ち用いて生成できる良好な制約的アルファベットパルス列セットの合成のためのアルゴリズムの開発にある。これらのセットは、サーチに先立ち、チャネルマトリクスのレフトシンギュラーベクトルを量子化することによりシンボル用サーチが集中(フォーカス)されるチャネルに適合する。シンボルは、受信(ユークリッド)信号空間において大きな最小距離を与えるものが選択される。

【0047】アルファベットAに属する成分を持つ長さnのベクトルを考察する。ワードの空間のフルサーチは、 $A^n$ の可能性のテストを要求する。したがって、提案するアルゴリズムは、チャネルのために良好なシンボルセットを見いだす、早いアルゴリズムを提供する。

$$\hat{v}_i = \frac{v_i}{\|v_i\|_\infty}$$

【0055】ステップ5:  $v^*$ を制約されたアルファベットパルス $q_i$ に量子化する。

【0056】単極性のあるいは二極性のパルスとして記述される2値および3値のアルファベットは、次のよう

に信号の信号点の十分な分離を許容することを要求する。したがって、非凡な高速アナログ-デジタルコンバータ(ADC)124が要求される。

【0037】しかしながら、送信機11の場合には、そのような回路をデジタルロジックと統合する能力は、改善処理を伴って完成すべきである。

【0038】次に、図1の無線通信システム10のチャネルおよび受信信号について説明する。

【0039】単一の送信されたシンボル(パルス列)は、次のように表される。

【0040】

【数1】

(1)

ットのインパルス応答を持つと仮定される。

【0042】

【数2】

(2)

【数3】

(3)

【0048】次に、パルス列シンボル合成アルゴリズムについて説明する。

【0049】図2は、パルス列シンボル合成アルゴリズムのフローチャートである。以下のリストは、通信リンクが送信シンボルセットの合成のために実行され、最適な受信機の図2のステップを記述している。

【0050】ステップ1: 伝達関数hを得るためにチャネルを探査し、

【0051】ステップ2: 上記hおよび要求されるシンボル長nからコンボリューションマトリクスHを生成し、

【0052】ステップ3: 行列の特異値解析(SVD)を介してHのnライトn-ベクトル(right singular n-Vector)  $v_i$ を見出し、

【0053】ステップ4: 上記 $v_i$ を抑制された振幅ベクトル $v^*$ にスケーリングする。

【0054】

【数4】

(4)

に定義できる。

【0057】単極性パルス

【0058】

【数5】

(5) 002-135348 (P2002-13JL8)

$$q_i = \begin{cases} 0, & \hat{v}_i[n] < 1/2 \\ 1, & \hat{v}_i[n] \geq 1/2 \end{cases} \quad (5)$$

【0059】二極性パルス  
【0060】

【数6】

$$q_i[n] = \begin{cases} -1, & \hat{v}_i[n] < -1/2 \\ 0, & -1/2 \leq \hat{v}_i[n] < 1/2 \\ 1, & \hat{v}_i[n] \geq 1/2 \end{cases} \quad (6)$$

【0061】量子化の選択は、ハードウェアの制約（あるいはコスト）によることができる。

【0062】ステップ6. nの可能性のある受信パルス  $r_i = H A q_i$  を計算し、

【0063】ステップ7.  $k \leq n$  シンボルの最良のセットを選択する：セットにおいていずれのシンボル対間で最小距離が最大となるセットを選択する。

【0064】ステップ8. 受信機合成する。

【0065】ここで、単極性パルス列を採用する2値の信号の場合を図2に関連付けて説明する。

【0066】信号セット

図2のアルゴリズムのステップ1毎にチャネルを探索すると仮定すると、送信機11のデジタル処理回路111

$$r_i = H A q_i, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (7)$$

【0070】ここで、 $A^2$  は送信信号電力で、ステップ7は、 $s_0 = q_i$ 、 $s_1 = q_j$  が次のように選択されることを意味する。

$$(i, j) = \arg \max_{(i, m)} \|r_i - r_m\| \quad (8)$$

【0072】受信機（ステップ8）は、次のセクションで考察される。

【0073】受信機

2値の信号のための最適な受信機12は、ここで記述される。

【0074】そのような受信機は、フィルタ（あるいは

$$w^T y \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} b \\ b_0 \end{matrix} \quad (9)$$

【0076】ここで、  
【0077】

（簡単化のためにこれだけ）は、チャネルインパルス応答を、たとえば次のように正規化し、Hを生成する（ステップ2）。

【0067】

【数7】

$$h \leftarrow \frac{h}{\|h\|_2}$$

【0068】SVD、スケーリング、および量子化が実行される（ステップ3、4、および5）。ステップ6によれば、受信信号ベクトルは、次のように得られる。

【0069】

【数8】

【0071】

【数9】

相関器）およびしきい値タイプの決定デバイスを有する。フィルタは、以下により与えられる（ $m-1$ ）次元分離超平面（ハイパープレーン）を描写する。

【0075】

【数10】

【数11】

$$w = \frac{r_1 - r_0}{\|r_1 - r_0\|}, \quad b = \frac{(r_1 + r_0)^T w}{2} \quad (10)$$

【0078】信号の同期捕捉および同期は、検波処理に優先するか、一部としてのいずれかに行うと仮定する。

【0079】単極性パルスアルファベットを用いる2値CPTSの性能は、以下のように評価される。次のような仕様を伴う雑音性のレイリーフェージングチャネルに

送信された  $n = 16$  パルスシンボルについて考察する。

【0080】チャネル長が  $L = 16$ 、

実値レイリー分布パス

パス1の電力は次のようである。

【0081】

(6) 002-135348 (P2002-13JL8

【数12】

$$h[i] = \exp\left(\frac{i-1}{\alpha}\right), \alpha = 3$$

【0082】そして、ここで定義されたアルゴリズムを

$$P_s = Q\left(\frac{A\|r_0 - r_1\|}{\sqrt{n}\sigma}\right) \quad (11)$$

【0084】ここで、 $\sigma^2$  は、ホワイトガウスノイズ電力である。【0085】合理的な性能の標準基準は、理想的（非分散： $h_n = \sigma_n$ ）チャネル上のピーク制限2値直交信号である。

$$v_0 = \left(\underbrace{\frac{n/2}{00\dots011\dots1}}_{n/2}\right), \quad v_1 = \left(\underbrace{\frac{n/2}{11\dots100\dots0}}_{n/2}\right) \quad (12)$$

【0088】よって、受信信号は、次のように表される。

$$y = x + \eta = HAv_1 + \eta = IAv_1 + \eta = Av_1 + \eta \quad (13)$$

【0090】したがって、 $P_s$  は次のようになる。

【0091】

$$P_s = Q\left(\frac{A\|v_0 - v_1\|}{\sqrt{n}\sigma}\right) = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) \quad (14)$$

【0092】この結果は、完全な（理想サムタック部分自動相関）符号を用いるOOKパルススペクトル拡散にも適用される。

【0093】図3は、レイリー周波数選択チャネルの500以上実現した2値の確率エラー性能を示す図である。

【0094】図3において、横軸はシンボルのSNRを示し、縦軸は $P_s$ を示している。また、図3において、三角形はCPTSでの結果を示し、実線は最適な理想（非分散）上の2値直交信号を与えている。

【0095】2つの構成の性能が図3に示されている。図3は、合理的なビットエラーレートで、分散チャネル上のCPTSは、理想チャネルのために得られるdB以下の分散のみの性能を有している。したがって、これらチャネルの実現では、CPTSは、完全に近い周波数ダイバーシチを提供する。

【0096】提案したアルゴリズムは、実際のチャネル実現のためのシステムを最適化するので、これらの結果は、調停電力値遅延プロファイルを伴うチャネル（たとえば、Recian, Nakagami-m, or log-normal magnitudes）の調停のために一般化すべきである。

【0097】概略的においては、CPTSは、 $n/k$ の効果的処理利得を提供する。換言すれば、チャネルは $n$ 次元を提供し、CPTSは信号化のために $k$ のみを採用する、したがって、この場合、処理利得は、 $16/2 = 8$ である。用いて、 $r_i = AHs_i$ 、 $i = 0, 1$ 、および次のようになる。

【0083】

【数13】

【0086】この場合、送信する最適なシンボルは、次のように表される。

【0087】

【数14】

【0089】

【数15】

【数16】

【0098】この意味において、2値CPTSは信号（平均で、任意に他の干渉する非認可信号が全ての次元中に拡散されている）のためのチャネルの最善の2次元を使用するので、2値CPTSは、非認可の帯域を用いる無線通信において実際に有利な能力以下で動作する。実際に、これら帯域（U.SにおけるRicochet移動データネットワークのような）の利用の増大は、干渉に対して抵抗力を有するシステムが要求される。

【0099】次に、CPTSの2つの実用的なアプリケーション例を説明する。

【0100】第1の例においては、デジタルロジックが、2.4GHzの非認可帯域において、狭帯域パルス列信号を生成するために用いられる。この技術は、非ゼロセンタ周波数（NZCF: non-zero center Frequency）と称される。

【0101】第2の例は、提案した技術がインパルス無線ハードウェア技術をどのようにターゲットにするかを示す。ここで、広帯域RFパルスは、ゼロセンタ周波数（ZCF）で生成される。正弦パルスを生成することが試みられていない。なお、ゼロ/非ゼロの区別は、複素周波数領域において適用する。

【0102】9.8GHzのデジタルクロックレートを仮定する。これから、2.45GHz信号音が生成できる。

【0103】2.45GHz信号音の40サイクルのゲーティングによって16.3ns RFパルス（2.45

!(7) 002-135348 (P2002-13JL8)

GHzで生成された61.25MHzの正規化帯域を伴う)を生成できる。

【0104】 $\phi(t)$ によってパルスを示す。そして、

$$s(t) = \sum_{j=1}^n q_j[j]p(t - jT_c) \quad (15)$$

【0106】ここで、 $T_c = 16.3 \text{ ns}$

【0107】2値のOOKパルスアルファベットが容易に使用できることが容易に分かる。また、デジタルインバートをを用いて3値のアルファベット(実際にはゼロパルス伴う位相シフトキーイングである)を生成することができる。実際には $k \ll n$ でのスペクトル拡散であるこの信号は、2.4GHzの非認可帯のSS使用の規定に応ずることができる。

【0108】この例をさらの特定するために、3264パルスが設計される場合を考察する。正規化遅延拡散を50nsと仮定すると、およそ7Mb/sのネットデータレートに至る。このレートは、IEEE802.11bのような競合するアプローチに比べてはるかに低いRFハードウェアコストを達成できる。第2世代のブルートゥースは2Mb/sの達成を計画していることか

$$s(t) = \sum_{j=1}^n q_j[j]p(t - jT_c) \quad (16)$$

【0112】ここで、 $T_c = 0.4 \text{ ns}$ である。

【0113】なお、基本パルスの形成の他に、NZCFおよびZCF信号は、構成において等しい。

【0114】CPTSアプローチの利点は、チャネルの情報の利用から送信シンボルセットの設計をすることによる。これは送信機がチャネルの良好な情報を有することを要求する。これは、高レートの室内無線通信を順応できる。このような環境において、チャネルコヒレスタイムにおけるより低いバウンドは、数十ミリ秒である。完全なTDD交換は、100ミリ秒以下において起こさせることができるので、チャネルは測定でき、通信トンザクション期間においてスタティックであると仮定できることが見い出せる。

【0115】以上説明したように、本第1の実施形態によれば、小さい(2または3値)のパルス振幅のアルファベットを用いて符号化された密接な間隔を持つパルス列を用いることによって送信する信号を生成する送信機11が提供される。低コストの無線ハードウェア技術を用いる小さいアルファベットの実施が、小さいアルファベットを用いることにより実現でき、無線媒体において分散が起こった後であっても、シンボルは、符号化技術により互いを区別することができる。

【0116】また、符号化技術は、サーチに先立って、無線媒体、あるいはチャネルの正確な数学的記述を量子化することによりシンボル用サーチが集中(フォーカス)されるチャネルに適合する。サーチの結果は、受信

送信シンボルは、次のように表すことができる。

【0105】

【数17】

ら、ブルートゥースとの比較においてもより好ましい。

【0109】第2の例においては、超広帯域(UWB)パルスが採用される。再び、9.8GHzのデジタルクロックレートを仮定する。この場合、非常に短い非正弦パルスが、クロックが入力されるホールド/ドロップ回路によって生成される。

【0110】たとえば、クロックが4サイクルでハイがラッチされ、そのラッチが解放されると、0.4nsパルスが、ゼロ複素周波数で中心をなす2.5GHzの基本パルス帯域に従って生成される。この基本パルスを $\phi(t)$ とすると、送信シンボルは次のように表すことができる。

【0111】

【数18】

(ユークリッド)信号空間における大きな最小距離で、高性能なシンボルセットを提供する。

【0117】したがって、提案したシンボル符号化技術は、容易に生成されたパルスの簡単な列を用いる広帯域周波数選択チャネルのための複雑な信号の合成を可能とする。したがって、この符号化計略は、室内およびホーム情報ネットワークのような高速無線通信システムのコストを大幅に低減できる。

【0118】本発明は図解の目的のために選択された特定の実施形態に関連付けて説明したが、本発明の基本概念および範囲を逸脱しない範囲で、当業者によって変更しえる種々の変更が可能であることは明らかである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態に係る無線通信システムのシステム構成を示す図である。

【図2】本発明に係るパルス列シンボル合成アルゴリズムのフローチャートである。

【図3】レイリー周波数選択チャネルの500以上実現した2値の確率エラー性能を示す図である。

【図4】サンプル周波数選択レイリーチャネルのインパルス応答を示す図である。

【図5】サンプル周波数選択レイリーチャネルのインパルス応答を示す図である。

【図6】図4および図5のサンプルチャネルのための送信パルス列振幅を示す図である。

【図7】図4および図5のサンプルチャネルのための送



!(8) 002-135348 (P2002-13JL8

信パルス列スペクトルを示す図である。  
【図8】図6および図7の送信パルス列のための受信パ  
ルス列振幅を示す図である。

【符号の説明】

- 10

無線通信システム
- 11

送信機
- 111

デジタル処理回路
- 112

フィルタ
- 113

アンプ (増幅器)
- 114

送信アンテナ
- 12

フィルタ
- 121

受信アンテナ
- 122

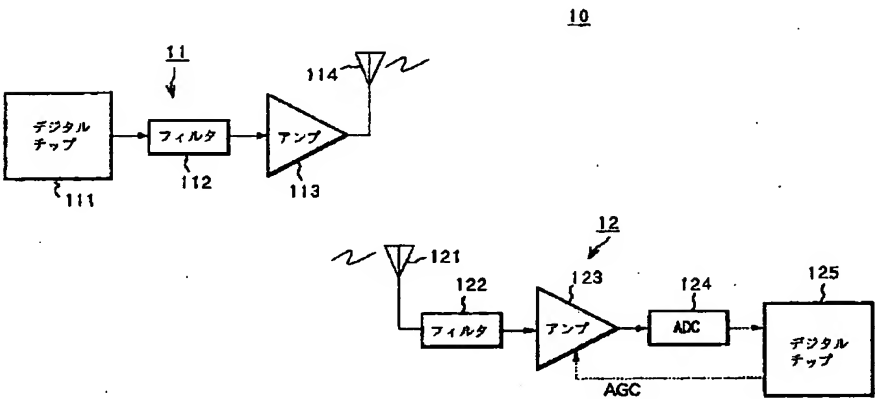
フィルタ
- 123

アンプ (増幅器)
- 124

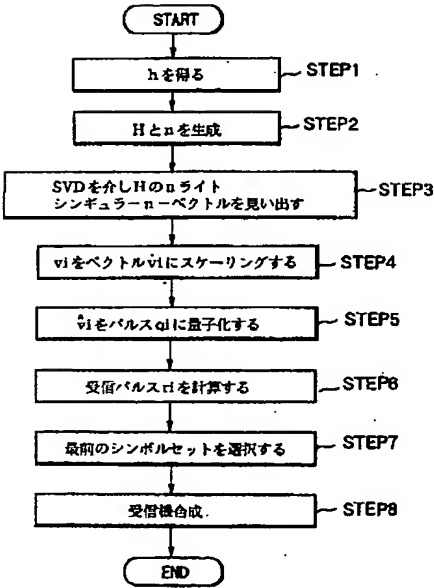
アナログーデジタルコンバータ (ADC)
- 125

デジタル処理回路

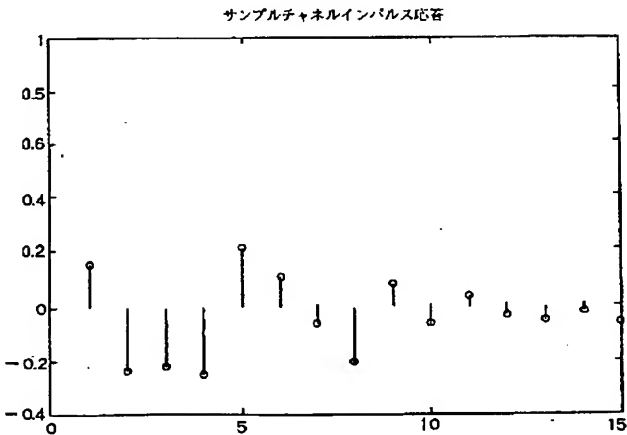
【図1】



【図2】

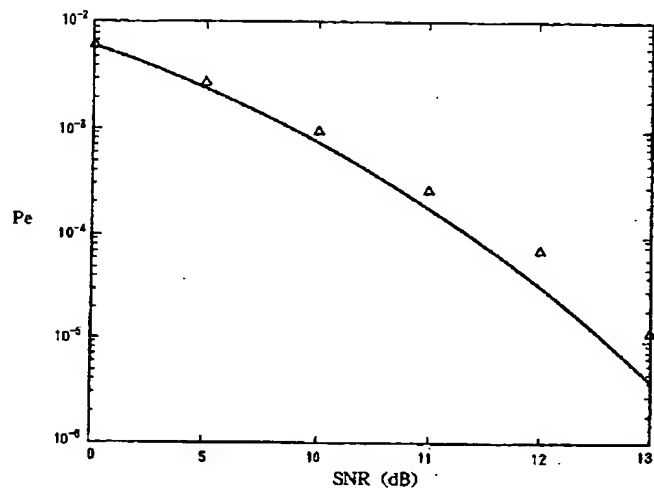


【図4】

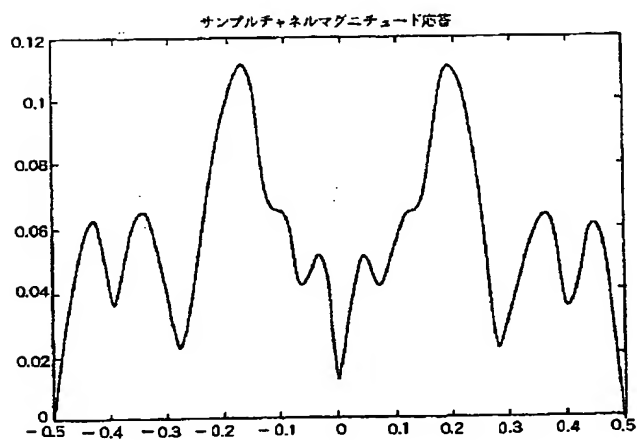


(9) 002-135348 (P2002-13JL8)

【図3】

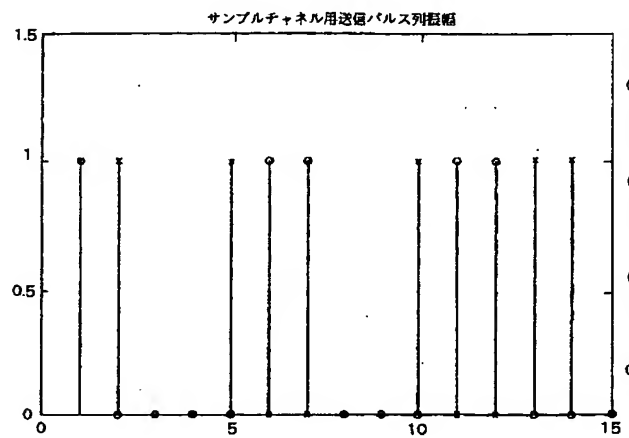


【図5】

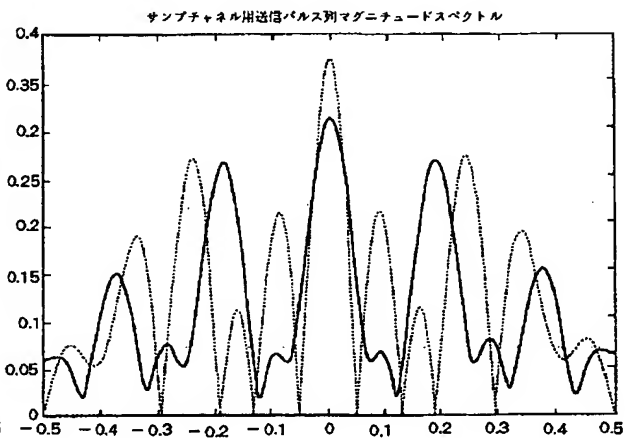


(10) 02-135348 (P2002-13JL8)

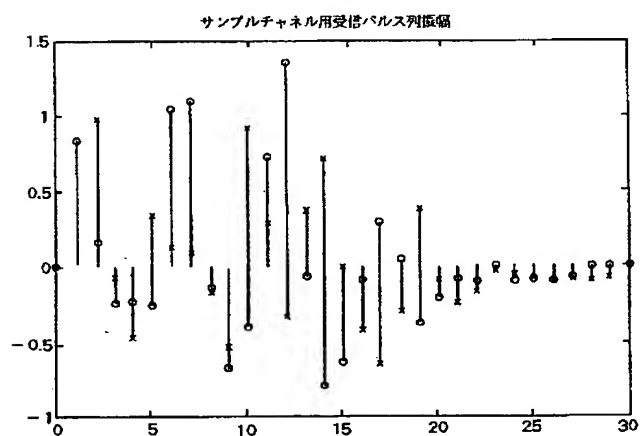
【図6】



【図7】



【図8】



(株) 02-135348 (P2002-13JL8)

【外国語明細書】

TRANSMITTER, RECEIVER, WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM, AND  
METHOD OF GENERATING SYMBOLS TO BE TRANSMITTED

5

BACKGROUND OF THE INVENTION

1. Field of the Invention

The present invention relates to a transmitter  
10 for transmitting symbols using the technique of  
constrained-alphabet pulse train signaling (CPTS) that  
can exploit direct RF modulation for high-speed wireless  
communication, a receiver for receiving the transmitted  
symbols, a wireless communication system including the  
15 transmitter and/or receiver, and a method of generating  
symbols to be transmitted.

2. Description of the Related Art

Conventional approaches known as impulse radio  
or ultra-wideband communication systems employ wideband  
20 fixed amplitude pulses with information encoded in timing  
of the same.

Due to smearing, or dispersion, of such pulses  
in the wireless medium, intervals between pulses must be  
large, limiting the achievable data rate of such systems.

25

As a result, the cost of high-speed wireless

(12) 02-135348 (P2002-13JL8)

communication systems, especially the cost of transmitters, increases.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

5       A first object of the present invention is to provide a transmitter capable of encoding symbols to be transmitted by using a small alphabet of pulse amplitude so as to distinguish symbols from each other and reducing the cost of wireless communication systems and a method  
10 of generating symbols to be transmitted.

A second object of the present invention is to provide a receiver capable of receiving transmitted symbols encoded by using a small alphabet of pulse amplitude so as to distinguish symbols from each other.

15       A third object of the present invention is to provide a wireless communication system capable of reducing the cost of the system.

According to a first aspect of the present invention, there is provided a transmitter for a wireless  
20 communication system comprising a circuit for generating symbols to be transmitted by using trains of closely spaced wideband pulses encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes.

Preferably, the alphabet pulses are constrained by  
25 quantizing a constrained amplitude vector.

(第3) 02-135348 (P2002-13JL8

Further, the predetermined alphabet is binary or more.

According to a second aspect of the present invention, there is provided a receiver for a wireless communication system comprising a circuit for receiving symbols transmitted by using closely spaced wideband pulses encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes.

According to a third aspect of the present invention, there is provided a wireless communication system comprising a transmitter for generating symbols to be transmitted by using trains of closely spaced wideband pulse encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes and outputting the same and a receiver for receiving symbols transmitted from the transmitter.

According to a fourth aspect of the present invention, there is provided a method of generating symbols to be transmitted comprising the steps of sounding a channel to obtain a transfer function  $\underline{h}$ , generating a convolution matrix  $\underline{H}$  from  $\underline{h}$  and desired symbol length  $\underline{n}$ , finding  $\underline{n}$  right singular  $\underline{n}$ -vectors  $\underline{v}_i$  of  $\underline{H}$ , scaling the  $\underline{v}_i$  to a constrained amplitude vector  $\underline{\hat{v}}_i$ , and quantizing the  $\underline{\hat{v}}_i$  to constrained alphabet pulses  $\underline{q}_i$ .

Alternatively, the method further comprises the steps of computing the  $\underline{n}$  possible received pulses  $\underline{r}_i$  and

(14) 02-135348 (P2002-13JL8

selecting the best set of  $k \leq n$  symbols.

Preferably, the step of selecting the best set of  $k \leq n$  symbols selects the set which maximizes the minimum distance between any pair of symbols in the set.

5        According to the present invention, transmitted symbols are designed using trains of closely spaced wideband pulses encoded using a small (binary or ternary) alphabet of pulse amplitudes. The small alphabet permits implementation using low-cost radio hardware technology, while the encoding technique allows for distinguishing  
10       symbols from each other even after the dispersion that occurs in the wireless medium. The encoding technique is adapted to the channel in that the search for symbols is focused by quantizing a certain mathematical description  
15       of the wireless medium, or channel, prior to the search.

The outcome of the search is a set of symbols that provides a large minimum distance in the received (Euclidean) signal space and hence high performance.

## 20       BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

These and other objects and features of the present invention will become clearer from the following description of the preferred embodiments given with reference to the accompanying drawings, in which:

25       Fig. 1 is a view of the system configuration of a

(15) 02-135348 (P2002-13JL8)

wireless communication system according to an embodiment of the present invention,

Fig. 2 is a flowchart of a pulse train symbol synthesis algorithm according to the present invention,

5 Fig. 3 is a view of a probability error performance of binary over 500 realization of a Rayleigh frequency-selective channel,

Fig. 4 is a view of the impulse response for a sample frequency-selective Rayleigh channel,

10 Fig. 5 is a view of the frequency response for a sample frequency-selective Rayleigh channel,

Fig. 6 is a view of the transmit pulse train amplitudes for the sample channel of Figs. 4 and 5,

15 Fig. 7 is a view of the transmit pulse train spectra for the sample channel of Figs. 4 and 5, and

Fig. 8 is a view of the received pulse train amplitudes for the transmit pulse trains of Figs. 6 and 7.

## 20 DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

Below, an explanation will be made of embodiment of the present invention by referring to the drawings.

Figure 1 is a view of the system configuration of a wireless communication system according to an embodiment of the present invention.

25



( 6 ) 02-135348 (P2002-13JL8)

The wireless communication system of the present embodiment uses the technique of constrained-alphabet pulse train signaling (CPTS).

Wireless communication using digital CMOS

5 (complementary metal-oxide semiconductor) technology is very attractive. In particular, direct RF modulation and detection in CMOS using wide bandwidth signals would allow ubiquitous integration of wireless communication with computing and information devices.

10 CPTS is a technique that can exploit direct RF modulation for high-speed wireless communication. In this scheme, pulse trains (blocks of pulses) are modulated using binary or ternary-valued vectors to generate symbols to be transmitted. The signals are designed to  
15 have large Euclidean distances at the receiver.

Key properties of the method are as follows:

- it exploits a peak-limited channel by use of a small alphabet of pulse amplitudes,
- the frequency-selectivity of the channel is  
20 captured in the design to achieve diversity,
- the search for the best vectors is based on a principal components analysis of the channel,
- the quantization process used in defining the vectors may offer robustness to channel dynamics and/or  
25 estimation errors,

(7) 02-135348 (P2002-13JL8

· the spectrum of the signal can be shaped by  
incorporating a time-domain filtering into the channel,  
for example, to use multiple frequency bands,  
· optimum receivers can be defined.

5        Below, the concrete configuration and functions of a  
wireless communication system adopting the CPTS of Fig. 1  
will be explained.

The wireless communication system 10 comprises, as  
shown in Fig. 1, a transmitter 11 and a receiver 12.

10       The transmitter 11 comprises a digital processing  
circuit (digital chip) 111, a filter 112, an amplifier  
113, and a transmitting antenna 114.

The digital processing circuit 111 generates symbols  
(pulses) to be transmitted using trains of closely spaced  
15       wideband pulses encoded using a small (for example,  
binary or ternary) alphabet of pulse amplitudes so as to  
distinguish symbols from each other.

Note that the small alphabet permits implementation  
using low-cost radio hardware, while the encoding  
20       technique allows for distinguishing symbols from each  
other even after the dispersion that occurs in the  
wireless medium.

Namely, in the transmitter 111, CPTS synthesis is  
performed in high-speed digital logic 111 (perhaps  
25       on-board the main processor of the device). The generated

(18) 02-135348 (P2002-13JL8)

pulses are filtered at the filter 112 if necessary and then amplified at the amplifier 113 before being sent to the antenna 114.

Note that this approach may differ from other direct RF approaches. For example, one approach under development (Aether Wire and Location, [www.aetherwire.com](http://www.aetherwire.com)) directly drives a current-mode antenna from the digital CMOS chip with no filter or amplifier. However, the more conservative approach is more easily manufactured today and allows simple control of transmitted power (useful for interference reduction and conservation of battery life). In the near future, it is likely that new processes such as SiGe will allow complete integration of the entire transmitter on a single substrate.

The receiver 12 comprises a receiving antenna 121, a filter 122, an amplifier 123 where the gain is controlled by an automatic gain control (AGC) signal, an analog-to-digital converter (ADC) 124, and a digital processing circuit (digital chip) 125.

The receiving antenna 121 receives the transmitted symbols from the transmitter 11 via a predetermined channel and sends them to the amplifier 123 through the filter 122.

The amplifier 123 amplifies the received signal

(第9) 02-135348 (P2002-13JL8)

based on the controlled gain and outputs the result to the ADC 124.

The ADC 124 converts the analog signal from the amplifier 123 to a digital signal and outputs the same to the digital processing circuit 125.

The digital processing circuit 125 demodulates the received digital signal comprised of the transmitted symbols encoded by using a small alphabet of pulse amplitude so as to distinguish symbols from each other.

In the CPTS concept, the received signal is processed as a real-valued signal. While some quantization is of course acceptable, the concept requires that the received signal be quantized finely to allow adequate separation of the signal points. Thus a non-trivial high-speed analog-to-digital converter (ADC) 124 will be required.

However, as in the case of the transmitter 11, the ability to integrate such circuits with digital logic should arrive with improving processes.

Next, the channel and received signal of the wireless communication system 10 of Fig. 1 will be explained.

A single transmitted symbol (pulse train) is represented by the following:

(20) 102-135348 (P2002-13JL8)

$$s(t) = \sum_{j=1}^n q_i[j] \varphi(t - jT_c) \quad (1)$$

where  $q_i = (q_{i1}, q_{i2}, \dots, q_{in})$  is one of  $k$  symbols selected and  $1/T_c$  is the pulse rate. The channel is assumed have an impulse response of the form as follows:

$$h(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_\ell \delta(t - \ell T_c) \quad (2)$$

The received signal is found as follows:

$$y(t) = h(t) * s(t) \Rightarrow y = Hs \quad (3)$$

where  $H$  is the  $m \times n$  convolution matrix representation of the channel and  $m = n + L - 1$ .

10 In the embodiment, the objective is to find good pulse train symbols for the channel. The innovation of this embodiment is the development of an algorithm for the synthesis of good constrained-alphabet pulse-train symbol sets that can be generated using simple direct RF transmitters such as the one shown in Fig. 1. These sets are channel-adaptive in that the search for symbols is focused by quantizing the left singular vectors of the channel matrix prior to the search. The symbols are chosen to provide large minimum distance in the received (Euclidean) signal space.

20 Consider vectors of length  $n$  with components belonging to an alphabet  $A$ . Then, a full search of the space of words requires testing of  $A^n$  possibilities.

(21) 02-135348 (P2002-13JL8)

Thus the proposed algorithm provides a fast algorithm for finding a good symbol set for the channel.

Next, an explanation will be made of the pulse train symbol synthesis algorithm.

- 5        Figure 2 is a flowchart of the pulse train symbol synthesis algorithm. The following list describes the steps of Fig. 2 that a communication link would perform to synthesize the transmitted symbol set and the optimum receiver.
- 10      STEP 1. Sound channel to obtain transfer function  $\underline{h}$ ,  
          STEP 2. Generate convolution matrix  $\underline{H}$ , from  $\underline{h}$  and desired symbol length  $\underline{n}$ ,  
          STEP 3. Find  $\underline{n}$  right singular  $\underline{n}$ -vectors  $\underline{v}_i$  of  $\underline{H}$  via singular value decomposition (SVD),  
 15      STEP 4. Scale  $\underline{v}_i$  to constrained amplitude vectors  $\hat{\underline{v}}_i$

$$\hat{\underline{v}}_i = \frac{\underline{v}_i}{\|\underline{v}_i\|_\infty} \quad (4)$$

STEP 5. Quantize  $\hat{\underline{v}}_i$  to constrained alphabet pulses  $\underline{q}_i$ .

- Binary and ternary alphabets, described as generating unipolar or bipolar pulses, respectively, can  
 20      be defined as follows.

Unipolar Pulses:

$$\underline{q}_i = \begin{cases} 0, & \hat{v}_i[n] < 1/2 \\ 1, & \hat{v}_i[n] \geq 1/2 \end{cases} \quad (5)$$

Bipolar pulses:

(22) 02-135348 (P2002-13JL8)

$$q_i[n] = \begin{cases} -1, & \hat{v}_i[n] < -1/2 \\ 0, & -1/2 \geq \hat{v}_i[n] < 1/2 \\ 1, & \hat{v}_i[n] \geq 1/2 \end{cases} \quad (6)$$

The choice of quantization can be dependent on hardware constraints (or cost).

5 STEP 6. Compute the  $n$  possible received pulses  $r_i = HAq_i$

STEP 7. Select the best set of  $k \leq n$  symbols: Maximize the minimum distance between any pair of symbols in the set.

STEP 8. Synthesize receiver

10 Here, the case of binary signaling employing trains of unipolar pulses will be described in detail with reference to Fig. 2.

#### Signal Set

Assuming the channel has been sounded per step 1 of the algorithm of Fig. 2, the digital processing circuit 15 111 of the transmitter 11 (for convenience of description only) normalizes the channel impulse response,

i.e.,  $h \leftarrow \frac{h}{\|h\|_2}$ , and then generates  $\underline{H}$  (step 2). The SVD, scaling, and quantization are performed (steps 3, 4, and 20 5). According to step 6, the received signal vectors are obtained as follow:

$$r_i = HAq_i, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (7)$$

(23) 02-135348 (P2002-13JL8)

where  $A^2$  is the transmitted signal power. Step 7 then implies that  $s_0 = q_1$ ,  $s_1 = q_2$  is chosen such that

$$(i, j) = \arg \max_{(l, m)} \|r_l - r_m\| \quad (8)$$

The receiver (step 8) is considered in the next section.

## 5      Receiver

The optimum receiver 12 for binary signaling is described herein.

Such a receiver comprises a filter (or correlator) and a threshold-type decision device. The filter  
10 describes an  $(m-1)$ -dimensional separating hyper plane  $w$  is given by the following:

$$\begin{array}{c} H_1 \\ w^T y > b \\ H_0 \end{array} \quad (9)$$

where

$$w = \frac{r_1 - r_0}{\|r_1 - r_0\|}, \quad b = \frac{(r_1 + r_0)^T}{2} w \quad (10)$$

15 it is assumed that signal acquisition and synchronization occur either prior to, or as part of, the detection process.

The performance of binary CPTS using the unipolar pulse alphabet will be evaluated as follows. Consider  
20 transmitted  $n = 16$ -pulse symbols over a noisy Rayleigh-fading channel with the following specifications:



(24) 02-135348 (P2002-13JL8)

Channel length is  $L = 16$

Real-valued Rayleigh-distributed paths

Power for path 1 is  $h[1]^2 = \exp\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)$ ,  $\alpha = 3$ .

Then, using the algorithm defined herein,  $r_i = A H s_i$ ,  $i =$

5 0,1 and

$$P_e = Q\left(\frac{A\|r_0 - r_1\|}{\sqrt{n}\sigma}\right) \quad (11)$$

where  $\sigma^2$  is the white Gaussian noise power.

A reasonable performance benchmark is peak-limited binary orthogonal signaling over the ideal

10 (non-dispersive:  $h[n] = \delta[n]$ ) channel.

In this case, the optimum symbols to be transmitted are represented as follows:

$$v_0 = \left(\overbrace{00\dots 0}^{n/2} \overbrace{11\dots 1}^{n/2}\right), \quad v_1 = \left(\overbrace{11\dots 1}^{n/2} \overbrace{00\dots 0}^{n/2}\right) \quad (12)$$

so the received signal is represented as follow:

$$15 \quad y = r + \eta = H A v_i + \eta = I A v_i + \eta = A v_i + \eta \quad (13)$$

Therefore,  $P_e$  becomes

$$P_e = Q\left(\frac{A\|v_0 - v_1\|}{\sqrt{n}\sigma}\right) = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right). \quad (14)$$

This result also applies to OOK-pulse spread spectrum using perfect (ideal thumbtack partial

20 autocorrelation) codes.

(25) 102-135348 (P2002-13JL8)

Figure 3 is a view of a probability error performance of binary CPTS over 500 realization of a Rayleigh frequency-selective channel.

In Fig. 3, an abscissa indicates a SNR of the symbols, and an ordinate indicates  $P_e$ . Further, in Fig. 3, the triangles indicate the result for CPTS, and the solid line gives the result for optimum binary orthogonal signaling over the ideal (non-dispersive) channel.

The performances of the two schemes are shown in Fig. 3. Figure 3 shows that at reasonable bit error rates, the CPTS over the dispersive channel has a performance only a fraction of a dB below what one could obtain for the ideal channel. Thus, for these channel realization, CPTS provides near-perfect frequency diversity.

These results should generalize to arbitrary channels (e.g., Rician, Nakagami-m, or log-normal path magnitudes) with arbitrary power delay profiles since the proposed algorithm optimizes the system for the actual channel realization.

In rough terms, CPTS provides an effective processing gain of  $n/k$ . In other words, the channel provides  $n$  dimensions and CPTS employs only  $k$  for signaling. Thus in this case, the processing gain is  $16/2 = 8$ .

(26) 02-135348 (P2002-13JL8)

In this sense, the fact that binary CPTS operates well below capacity may in fact be an advantage in wireless communication using unlicensed bands, since binary CPTS uses the "best" two dimensions of the channel for the signal (on average, any other interfering unlicensed signal will be spread among all dimensions). Indeed, the increasing utilization of these bands (such as by the Richochet mobile data network in the U.S.) requires any system to have significant resistance to interference.

Next, two practical application examples of CPTS will be described.

In the first example, digital logic is used to generate narrowband pulse train signals in the 2.4 GHz unlicensed band. This technique is referred to as non-zero center frequency (NZCF).

The second example shows how the proposed technique can be targeted toward impulse radio hardware technologies. Here, wideband RF pulses are generated at zero center frequency (ZCF). No attempt is made to generate sinusoidal pulses. Note that the zero/non-zero distinction applies in the complex frequency domain.

Assume a digital clock rate of 9.8 GHz. From this, a 2.45 GHz tone can be generated.

It is possible to generate 16.3 ns RF pulses (with a

(27) 02-135348 (P2002-13JL8)

nominal bandwidth of 61.25 MHz centered at 2.45 GHz) by gating 40 cycles of the 2.45 GHz tone. Let the pulse be denoted by  $\phi(t)$ . Then, the transmitted symbol can be represented as follow:

$$s(t) = \sum_{j=1}^n q_i[j] \phi(t - jT_c) \quad (15)$$

where  $T_c = 16.3$  ns.

It is easily seen that a binary OOK pulse alphabet can easily be used. It should also be feasible to generate ternary alphabets (this is in fact phase-shift keying along with the addition of the zero pulse) using a digital inverter. It may be possible that this signal, being in fact spread spectrum for  $k \ll n$ , would meet regulations for SS use of the 2.4 GHz unlicensed band.

To make this example more specific, consider the case where 32 64-pulse symbols are designed. Assuming a nominal delay spread of 50 ns, this leads to a net data rate of approximately 7 Mb/s. This rate may be achievable at a much lower RF hardware cost than competing approaches such as IEEE 802.11b. A comparison with Bluetooth is even more favorable, since even second-generation Bluetooth is planned to achieve 2 Mb/s.

In the second example, ultra-wideband (UWB) pulses are employed. Again assume a digital clock rate of 9.8 GHz. In this case, much shorter non-sinusoidal pulses

(28) 02-135348 (P2002-13JL8)

are generated by a hold/drop circuit whose input is the clock.

For example, if the clock is latched high for four cycles and then the latch is released, a 0.4 ns pulse can be generated, yielding a basic pulse bandwidth of 2.5 GHz  
5 be generated, yielding a basic pulse bandwidth of 2.5 GHz centered at zero complex frequency. If this basic pulse is called  $\phi(t)$ , the transmitted symbol can be represented as follow:

$$s(t) = \sum_{j=1}^n q_j[j] \phi(t - jT_c) \quad (16)$$

10 Here,  $T_c = 0.4$  ns.

Note that, other than the form of the basic pulse, the NZCF and ZCF signals are identical in structure.

The advantage of the CPTS approach comes from the utilization of knowledge of the channel to the design of  
15 the transmitted symbol set. This requires that the transmitter have good knowledge of the channel. This is acceptable for high-rate indoor wireless communication. In this environment, a lower bound on the channel coherence time is tens of milliseconds. Since a complete  
20 TDD exchange can take place in less than 100 microseconds, it can be seen that the channel can be measured and assumed static during a communication transaction.

As explained above, according to the present first

(29) 02-135348 (P2002-13JL8)

embodiment, there is provided a transmitter 11 which generates symbols to be transmitted using trains of closely spaced wideband pulses encoded using a small (binary or ternary) alphabet of pulse amplitudes. The small alphabet implementation using low-cost radio hardware technology can be realized by using the small alphabet, while symbols, even after the dispersion that occurs in the wireless medium, can be distinguished from each other by the encoding technique.

Further, the encoding technique is adapted to the channel in that the search for symbols is focused by quantizing a certain mathematical description of the wireless medium, or channel, prior to the search. The outcome of the search is a set of symbols that provides large minimum distance in the received (Euclidean) signal space and hence high performance.

Accordingly, the proposed symbol encoding technique enables synthesis of sophisticated signals for wideband frequency-selective channels using simple trains of easily-generated pulses. Thus this encoding strategy may greatly reduce the cost of high-speed wireless communication systems, such as those for indoor and home information networks.

While the invention has been described with reference to specified embodiments chosen for the purpose

(30) 02-135348 (P2002-13JL8)

of illustration, it should be apparent that numerous modifications could be made thereto by persons skilled in the art without departing from the basic concept and scope of the invention.

## LIST OF REFERENCES

- 10 wireless communication system
- 11 transmitter
- 111 digital processing circuit
- 5 112 filter
- 113 amplifier
- 114 transmitting antenna
- 12 filter
- 121 receiving antenna
- 10 122 filter
- 123 amplifier
- 124 analog to digital converter (ADC)
- 125 digital processing circuit

(31) 02-135348 (P2002-13JL8)

## CLAIMS

1. A transmitter for a wireless communication system, comprising a circuit for generating symbols to be transmitted by using trains of closely spaced wideband pulses encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes.
2. A transmitter as set forth in claim 1, wherein the alphabet pulses are constrained by quantizing a constrained amplitude vector.
3. A transmitter as set forth in claim 1, wherein the predetermined alphabet is binary or more.
4. A receiver for a wireless communication system, comprising a circuit for receiving symbols transmitted by using closely spaced wideband pulses encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes.
5. A wireless communication system, comprising:
  - a transmitter for generating symbols to be transmitted by using trains of closely spaced wideband pulse encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes and outputting the same and
  - a receiver for receiving symbols transmitted from the transmitter.
6. A wireless communication system as set forth claim 5, wherein the alphabet pulses are constrained by quantizing a constrained amplitude vector.



(32) 102-135348 (P2002-13JL8)

7. A wireless communication system as set forth  
claim 5, wherein the predetermined alphabet is binary or  
more.

8. A wireless communication system as set forth  
5 claim 6, wherein the predetermined alphabet is binary or  
more.

9. A method generating symbols to be transmitted,  
comprising the steps of:

sounding a channel to obtain a transfer  
10 function  $\underline{h}$ ,  
generating a correlation matrix  $\underline{H}$  from the  $\underline{h}$   
and desired symbol length  $\underline{n}$   
finding  $\underline{n}$  right singular  $\underline{n}$ -vectors  $\underline{v}_i$  of the  $\underline{H}$ ,  
scaling the  $\underline{v}_i$  to a constrained amplitude  
15 vector  $\underline{u}_i$ , and  
quantizing the  $\underline{u}_i$  to constrained alphabet pulses  
 $q_i$ .

10. A method of generating symbols to be  
transmitted as set forth in claim 9, further comprising  
20 the steps of:

computing  $\underline{n}$  possible received pulses  $\underline{r}_i$ , and  
selecting the best set of  $k \leq n$  symbols.

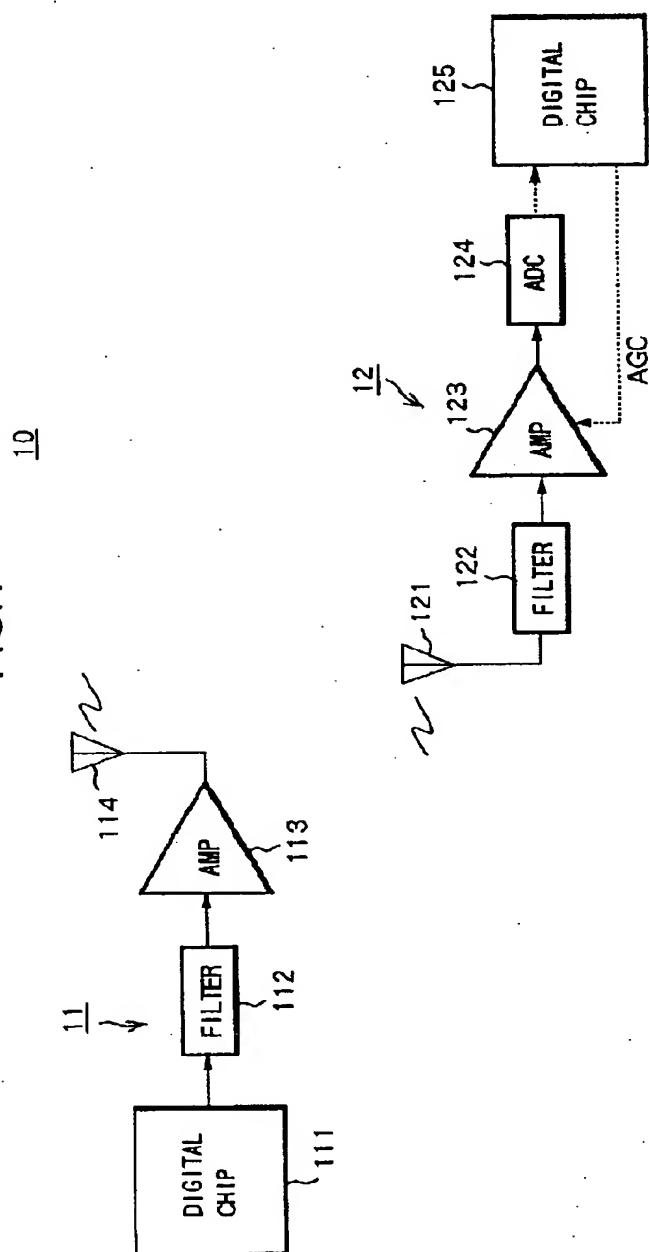
11. A method of generating symbols to be  
transmitted as set forth in claim 10, wherein the step of  
25 selecting said best set of  $k \leq n$  symbols selects the set

(33) 02-135348 (P2002-13JL8)

which maximizes the minimum distance between any pair of symbols in the set.

【図 1】

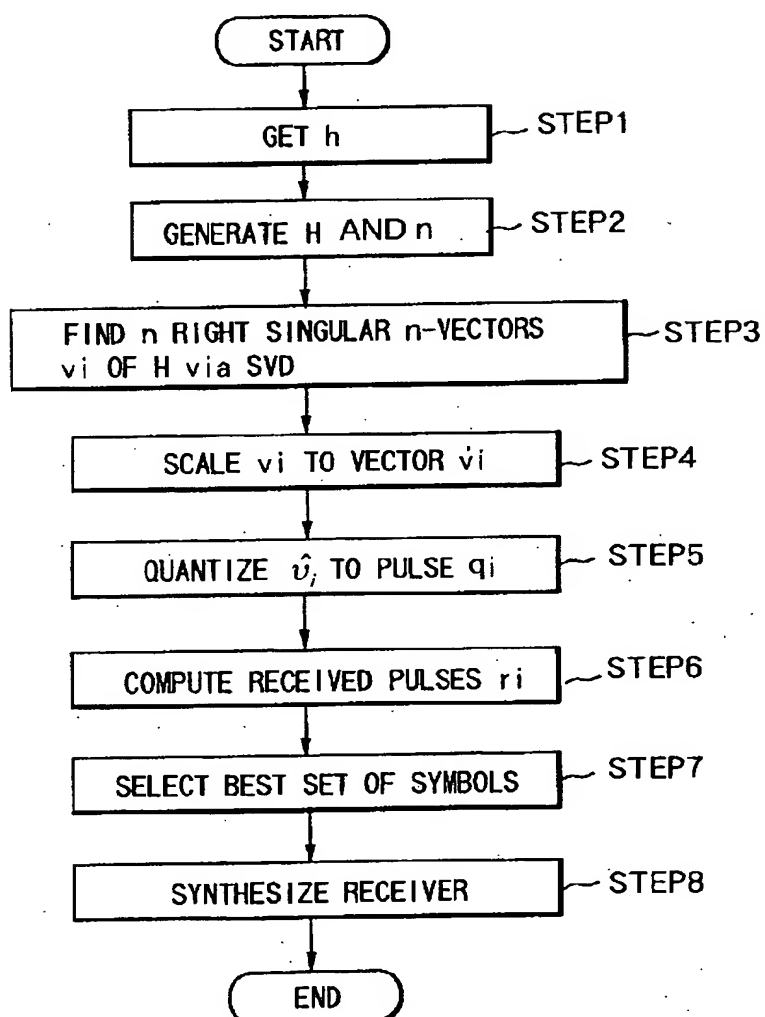
FIG.1



(34) 02-135348 (P2002-13JL8)

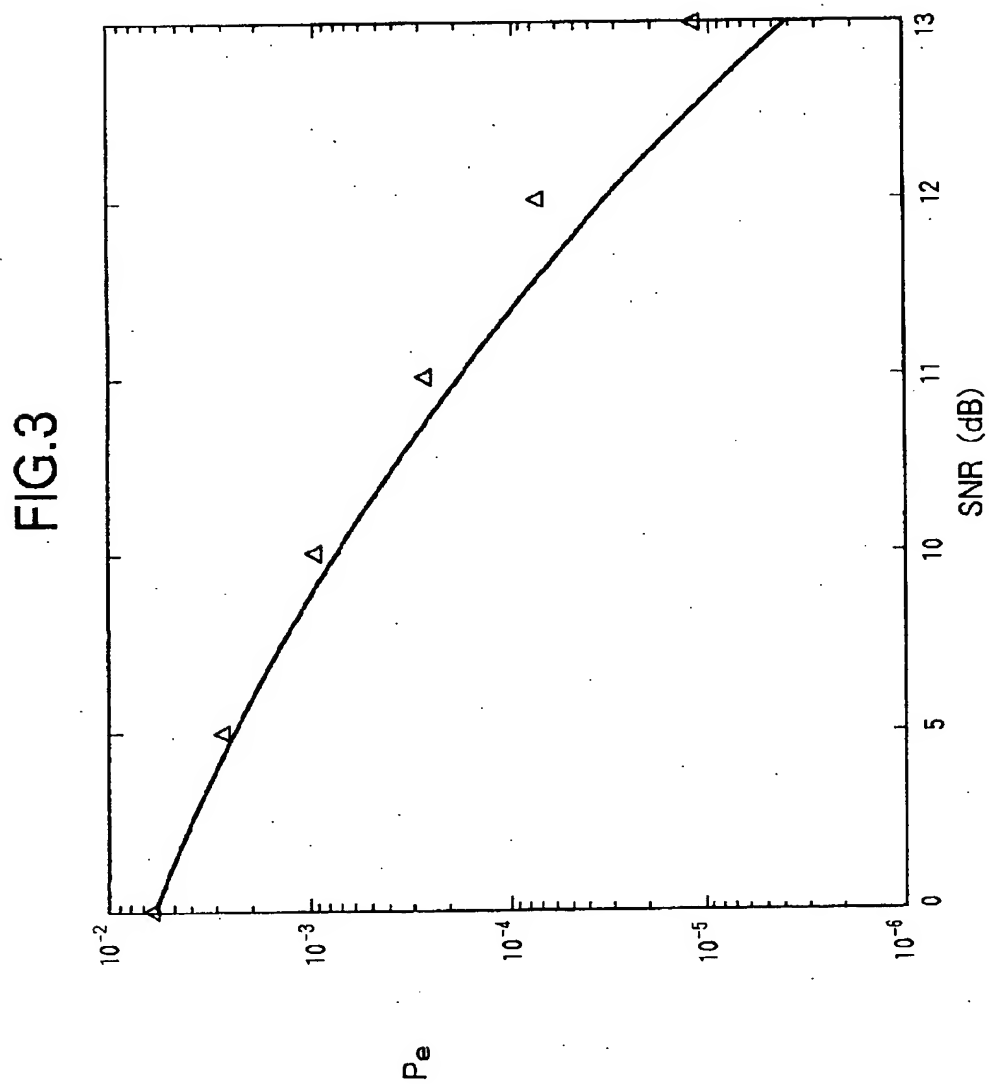
【図 2】

FIG.2



(特5) 02-135348 (P2002-13JL8)

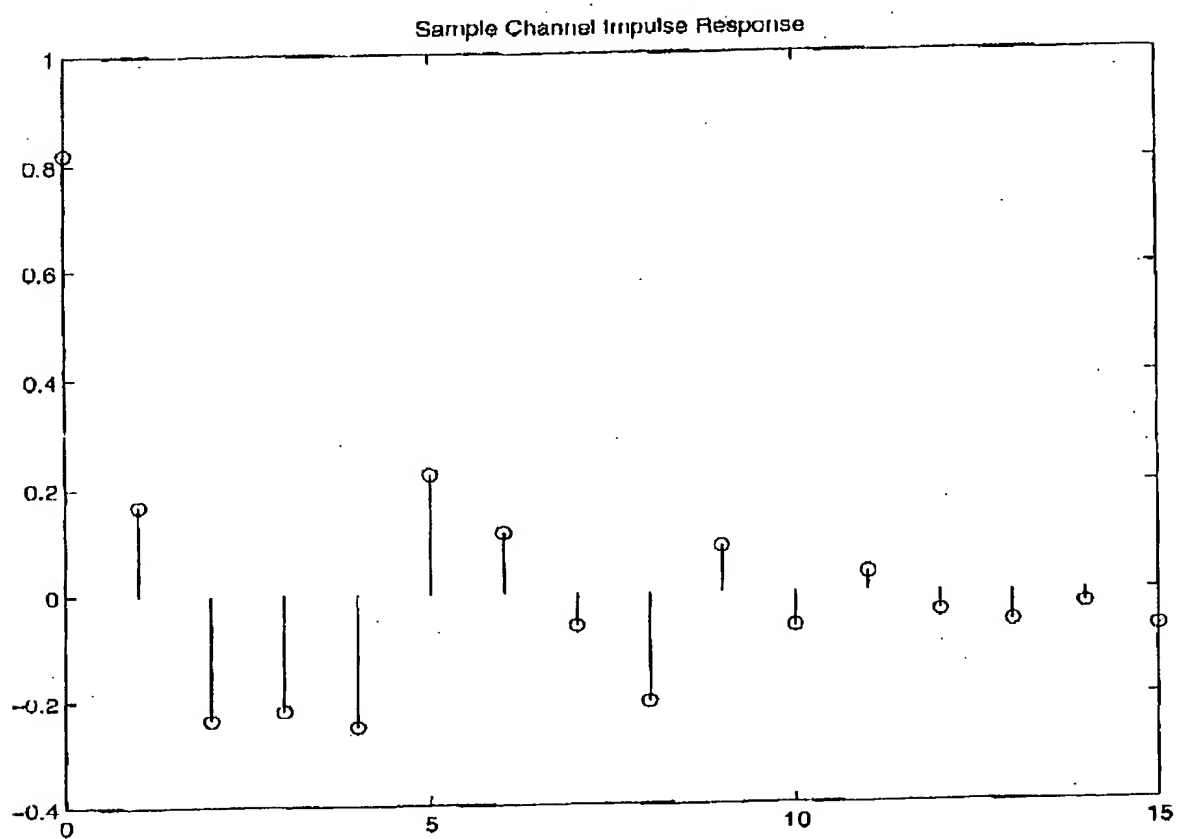
【図 3】



(36) 102-135348 (P2002-13JL8)

【図 4】

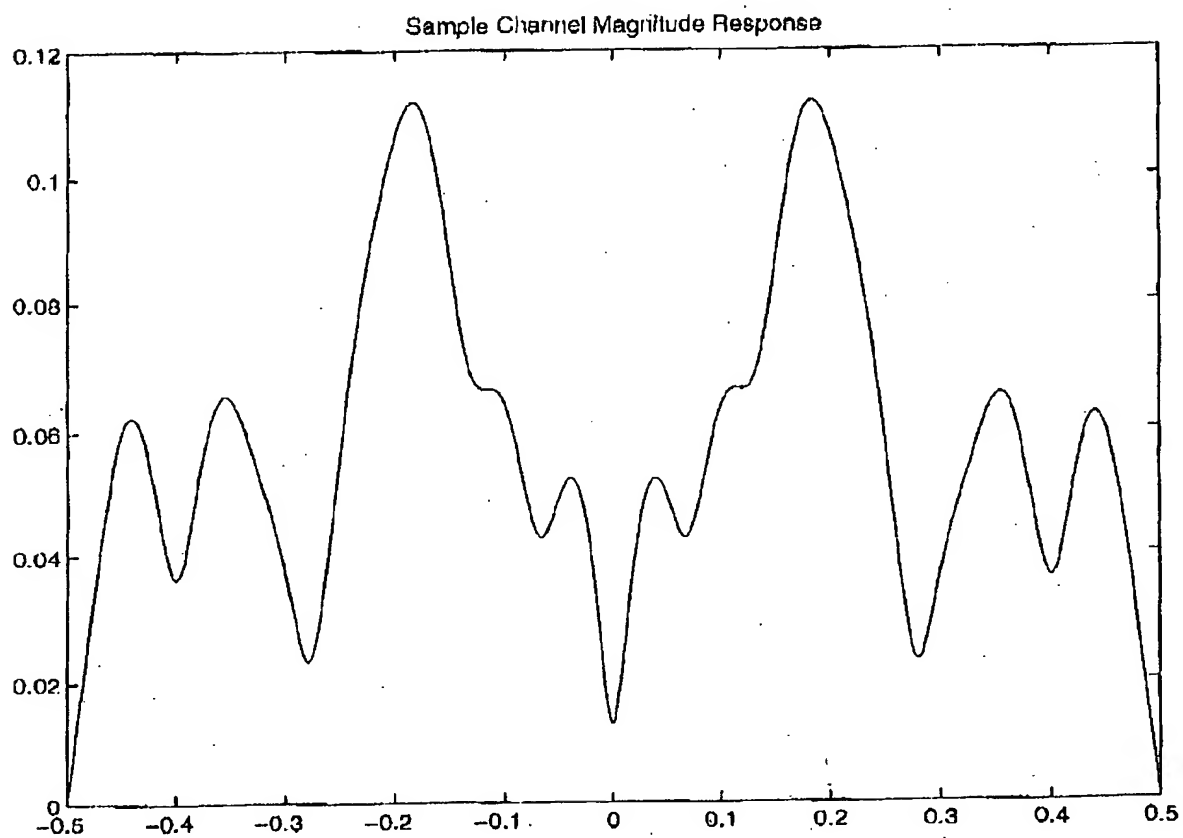
FIG.4



(37) 102-135348 (P2002-13JL8)

【図 5】

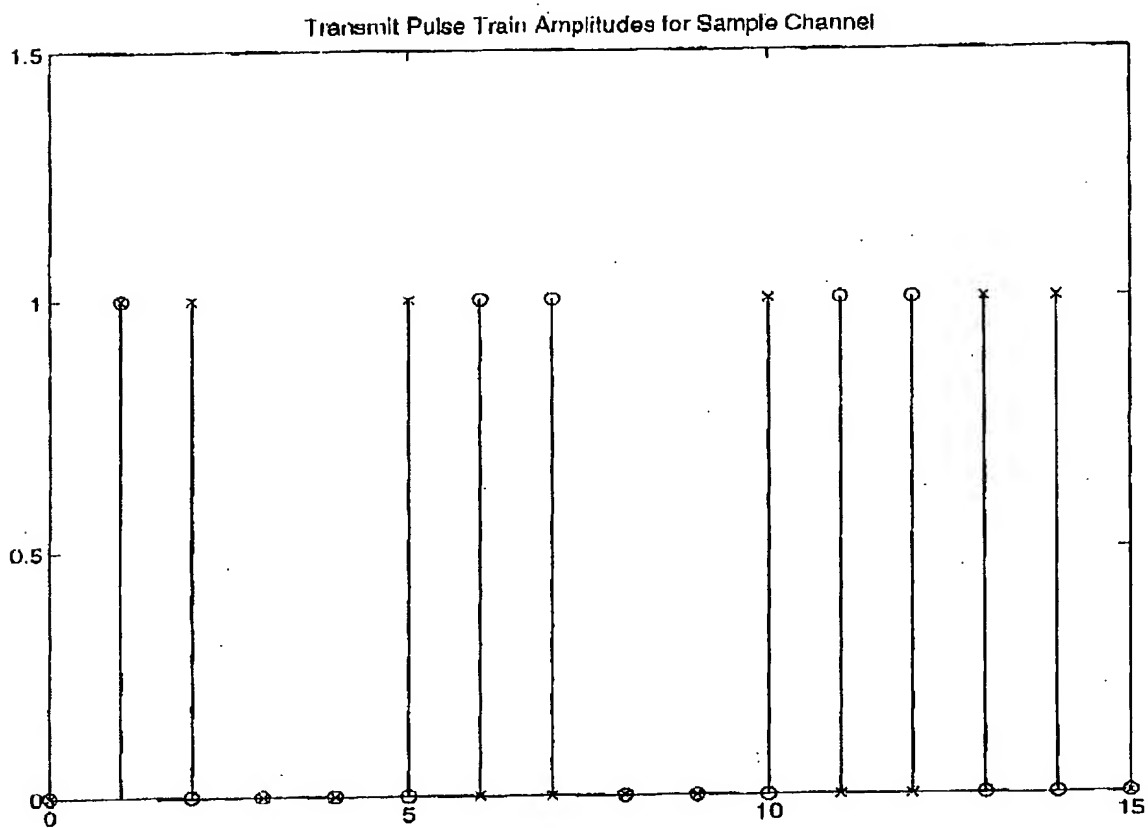
FIG.5



(8) 02-135348 (P2002-13JL8)

【図 6】

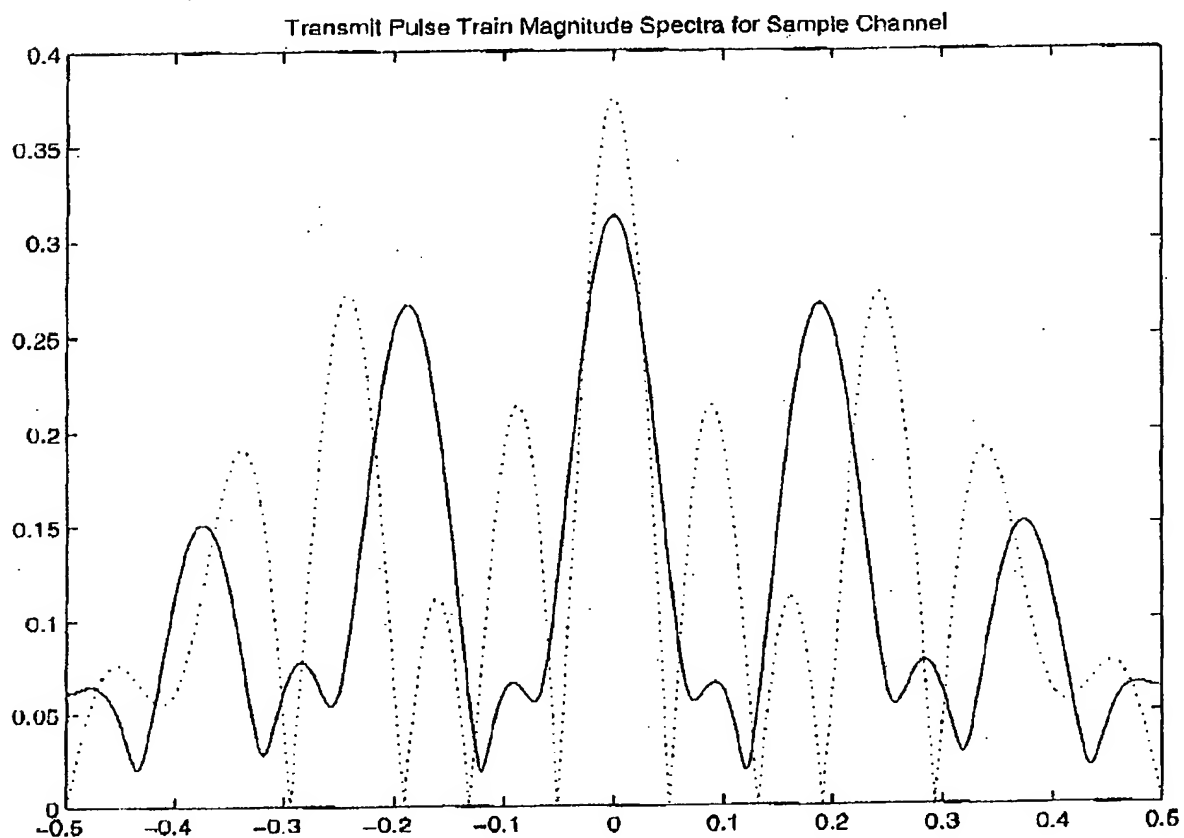
FIG.6



(39) 02-135348 (P2002-13JL8)

【図 7】

FIG.7

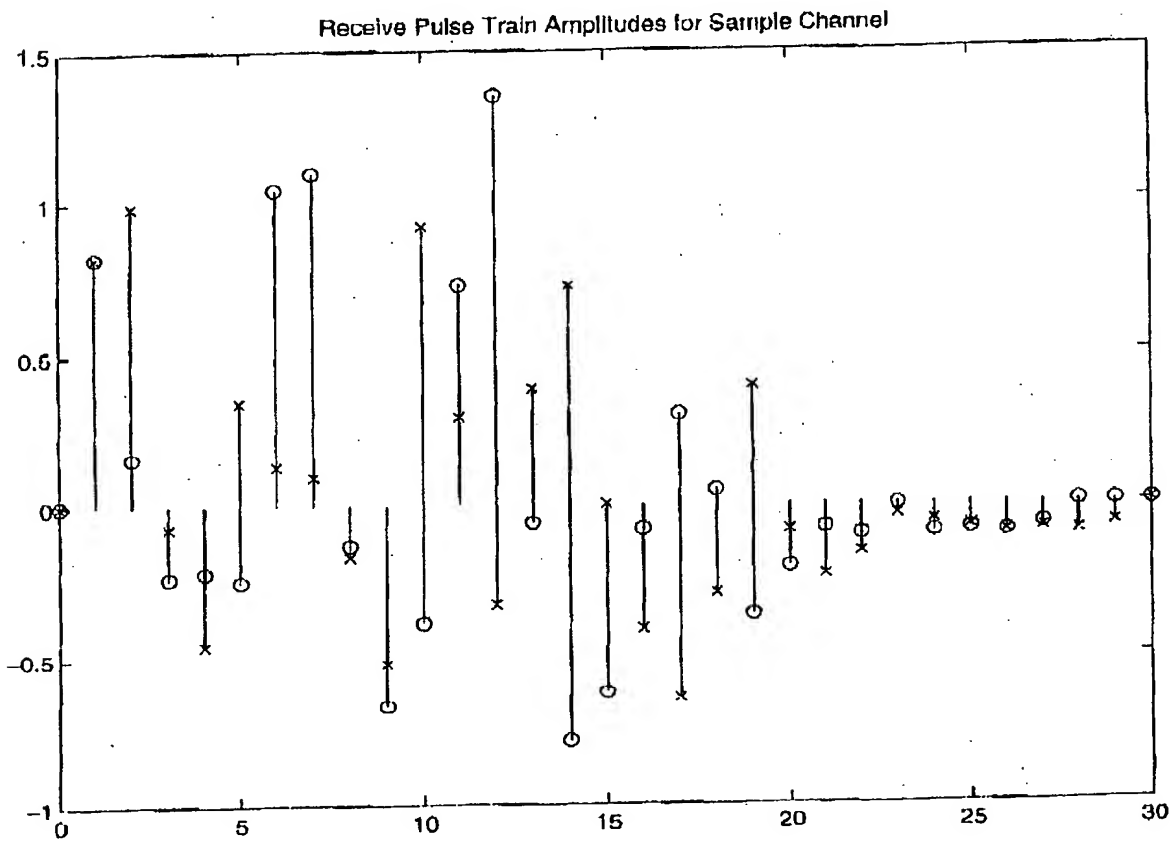




(株) 02-135348 (P2002-13JL8)

【図 8】

FIG.8



(41) 02-135348 (P2002-13JL8)

TRANSMITTER, RECEIVER, WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM, AND  
METHOD OF GENERATING SYMBOLS TO BE TRANSMITTED

ABSTRACT OF THE DISCLOSURE

A transmitter capable of encoding symbols to be transmitted by using a small alphabet of pulse amplitude so as to distinguish symbols from each other and reducing the cost of wireless communication systems and a method of generating symbols to be transmitted, wherein provision is made of a circuit for generating symbols to be transmitted by using trains of closely spaced wideband pulses encoded using a predetermined alphabet of pulse amplitudes.

[Representative Drawing]      Fig. 1